

Laid-Open No. 98-13075

Title: Wireless communication system having multi-layer space-time structure using multi-element antenna

Abstract

Shanon limit dominates an ultimate bit rate in which a digital wireless communication system can communicate data. A digital wireless receiver can be enhanced to reach the Shanon limit by dividing n -dimensional system into n one-dimensional systems of the same capacity.

⑨대한민국특허청(KR)
⑫공개특허공보(A)

⑤Int.-Cl.
H 04 L 5/22

제 2904 호

⑬공개일자 1998. 4. 30

⑪공개번호 98-13075

⑭출원일자 1997. 7. 1

⑯출원번호 97-30477

⑮우선권주장 ⑮1996. 7. 1 ⑮673,981 ⑮미국(US)

심사청구: 없음

⑫ 발 명 자 포시니 제라드 조셉

미국, 뉴저지 08879, 사우스 엠보이, 오차드 스트리트 79

⑬ 출 원 인 루센트 테크놀러지스 인코포레이티드 대표자 에프. 비. 루루디스

미국, 뉴저지 07974-0636, 머레이힐, 마운틴 애비뉴 600

⑭ 대리인 변리사 이 병 호 · 최 달 용

(전 16 면)

⑤ 다중-요소 안테나를 이용한 층식 공간-시간 구조를 가진 와이어레스 통신 시스템

⑥ 요 약

샤논의 한계는 디지털 와이어레스 통신 시스템이 데이터를 통신할 수 있는 궁극적 비트레이트를 지배한다. 디지털 와이어레스 수신기는 n 차원 시스템을 동일용량의 n 개의 1차원 시스템으로 분할하므로써 샤논 한계에 근접하도록 강화될 수 있다.

※ 대표도 도 1

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명의 원리를 실시하는 와이어레스 송신기 및 수신기의 블록도, 도 2는 도 1은 와이어레스 수신기의 상세도, 도 3은 각각의 시간 간격동안에 도 1의 수신기에서 수신될 수 있는 다수의 n -차원 복소 신호 벡터 사이의 시간-공간 관계의 설명고, 도 4 및 도 5는 일련의 수신된 신호 벡터가 전처리되는 순서의 설명도, 도 6은 도 1의 시스템에서 본 발명의 원리를 실시하는 프로그램의 흐름도, 도 7은 본 발명의 원리에 따라서 얻을 수 있는 Hz당 초당 비트로 나타내어진 여러 가지 용량을 대응되는 샤논 한계와 비교하는 그래프.

<도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명>

10: 데이터 소스

20: 디멀티플렉서

30-1 내지 30-N: 변조기/코더

40: 교환자

45-1 내지 45-N: 송신기 안테나

55-1 내지 55-N: 수신기 안테나

50: 수신기

60: 프리프로세서

65: 디코더

70: 멀티플렉서

56-1 내지 56-6: 수직 세그먼트

57-1 내지 57-m: 세그먼트

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 와이어레스 통신 시스템에 관한 것이다. 디지털 와이어레스 통신 시스템이 데이터를 통신할 수 있는 궁극적인 비트 레이트는 정보 이론에 대한 샤논의 잘 알려진 방법(통상적으로 샤논 한계라고 지칭된다)을 사용하여 도출될 수 있다. 궁극적인 비트레이트는 전송기에서 방출된 전체 전력, 각각의 사이트에서의 안테나의 수, 대역폭, 수신기에서의 잡음 전력, 전파 환경의 특성 등을 포함하여 여러 가지 변수에 기초한다. 소위 레일레이 페이딩 환경에서의 와이어레스 전송에 대해서, 궁극적인 비트레이트는 대단히 클 수 있으며 예로서 송신기 및 수신기 둘다에 30개의 안테나를 사용하고, 평균 24dB의 신호대 잡음비가 있는 시스템에 대해서 Hz당 초당 수백 비트일 수 있다. 현재까지, 높은 비트레이트를 얻는 것을 목적을 하여 제조된 시스템은 샤논의 궁극적 비트레이트에 " 가까이 오지 못했다. 그러한 시스템과 관련된 비트레이트는 아무리 크더라도 샤논의 한계보다 크기에 있어서 1 또는 2차 아래에 있었다(one or two orders of magnitude below the Shannon limit). 이러한 것의 주요 이유는 종래의 개발자들이 샤논 한계의 상당한 비율에 접근하는 레이트로 통신하는 시스템을 구성하기 위해서 해결해야 할 문제들을 인식하지 못했기 때문이다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

와이어레스 전송 및 수신에 관한 기술은 궁극적 샤논 비트레이트에 접근하는 시스템을 구성하기 위해서 해결되어야 할 문제들을 인식한 결과로서 진전되었다. 이것은 와이어레스 채널의 전송 특성(H 메트릭스)이 전송기에 알려지지 않았을 때에 n -차원의 시스템을 동일한 능력을 가진 n 개의 일차원 시스템으로 분할함으로써 본 발명의 한 특징에 따라서 달성되었다. 더욱 구체적으로 말하면, 본 발명의 원리에 따라서, 와이어레스 수신기와 관련된 복수의 안테나상에서 각각의 시간주기동안에 수신된 신호 성분은 각각의 송신기 안테나 요소와 관련된 공간이 전처리되는 공간 시간 관계로 형성되어, 동일한 공간/시간 관계를 가진 신호성분의 집합은 신호 벡터를 형성하여, 특정하게 디코딩된 신호 성분들이 신호 벡터들로부터 감산되며 특정하게 디코딩되지 않은 신호 성분은 신호 벡터로부터 널(null) 될 수 있다.

결과적으로 발생하는 벡터는 원래의 데이터 스트림을 형성하기 위해서 디코딩하기 위한 디코더에 공급된다.

발명의 구성 및 작용

본 발명의 다음의 실시예는 송신기 및 수신기 둘다에 동일한 수의 안테나 어레이 요소를 사용하는 포인트-투-포인트 통신 구조의 형태로 기술된다. 또한, 아래에서 알 수 있듯이, 본 발명의 구조를 사용하여 얻을 수 있는 용량(또는 대역폭)은 실로 상당한 것이다. 실제로, 그것은 너무 커서(비트/사이클의 면에서) 그것이 가치가 많다는 것을 알기도 쉽지 않다. 그러나 얻을 수 있는 용량은 수신기(또는 송신기)에서 각각의 안테나 용량에 대한 n 배의 동일한 낮은 성분 용량으로 나타난다. 낮은 경계에서, 본 발명의 구조의 용량은 링크의 양쪽 단부 즉 송신기 및 수신기에서 동일한 수의 안테나 요소를 갖는 다중-요소 어레이를 사용하여 얻을 수 있는 것과 동일하다.

본 발명의 구조를 기술하는 데의 간결성을 위해서, 송신 환경이 부가적 백색 가우시안 잡음(AWGN)을 가진 고정된 리니어 매트릭스 채널상에 있는 복합 베이스밴드의 관점에서 본 명세서내에서 참조될 여러 가지 기호 및 가정을 이하에서 한정한다. 이 경우에, 시간은 정규화된 개별적 단계에서 진행되는 것으로 한정되어, $t=0, 1, 2, \dots$ 이다.

구체적으로 말해서, n_t 및 n_r 은 각각 송신기 및 수신기에서의 다중-요소 어레이(MEA)내의 안테나 요소의 수를 나타낸다. 전송된 신호는 s_t 로서 표시되는데, 그것에서, 고정된 대역폭에 대해서, 전체 전력은 n_t 의 값에 관계없이 구속될 수 있다. 수신기에서의 잡음의 레벨은 n_r 차원 벡터($V(t)$)로 표시되는데, 그것의 성분은 통계적으로 독립적이다. 그것들은 또한 동일한 전력 레벨(N)을 가질 수 있다. 수신된 신호는 $r(t)$ 로 표시되어서, n_r 차원의 수신된 신호에 대해서, 시간상의 각각의 점에서 각각의 수신기 안테나에 대해 하나의 복소 벡터성분이 있다. P 의 전력 레벨에서 전송하는 하나의 안테나에 대해서, 수신기 안테나에 의해 출력되는 평균 전력 레벨은 P 로서 표시되며, 평균은 공간적 평균을 뜻한다. 평균 신호대 잡음비(SNR)는 n_r 과 무관하게 P/N 과 같은 ρ 로서 표시된다. 소위 채널 임펄스 응답 매트릭스는 $g(t)$ 로서 표시되는데, 매트릭스는 n_r 및 n_t 열을 갖는다. $g(t)$ 의 정규화된 형태는 $h(t)$ 로서 표시되는데, $h(t)$ 의 각각의 요소의 정규화는 단위(unity) "전력 손실"의 공간적 평균을 갖는다. 또한, 신호상에서 동작하는 채널을 기술하는 기본적 벡터는 다음과 같다.

$$r = g * s + v \quad (1)$$

여기에서, $*$ 는 컨볼루션을 뜻한다. 3개의 벡터(g, s, v)는 복소 n_r 차원 벡터(즉, $2 n_r$ 실수 차원)이다. 대역폭이 좁은 것으로 가정되었기 때문에, 채널 푸우리에 변환(G)은 관심의 대상인 대역폭상의 매트릭스 상수로서 한정될 수 있다. 그러한 경우에, 채널 임펄스 응답의 전체로 값은 $g(t)$ 의 시간 의존도를 억제하는 g 로서 표시될 수 있다. 시간 의존도는 h 및 그 푸우리에 변환(H)에 대해서도 유사하게 억제될 수 있다. 따라서, 방정식(1)은 다음과 같이 정규화된 형태로 표시될 수 있다.

$$r = \sqrt{\rho/n_r} \times h \times s + v \quad (2)$$

또한, 채널은 레일리 채널로서 모델링되며, 통신 링크의 각각의 단부에서의 MEA 요소는 약 반 파장만큼 분리된다. 예로서, 5GHz에서 반 파장은 겨우 약 3cm이다. 양호하게, 송신기 및 수신기는 각각 큰 수의 안테나 요소를 갖도록 구성될 수 있다.(각각의 안테나는 2개의 상태의 분극을 가질 수 있다) 반 파장의 분리를 위해서, 주파수 영역에서의 채널을 나타내는 $n_r \times n_t$ 매트릭스(H)를 위한 모델은 다음식에 의해 보여진 독립적이고 동일하게 분배된(independent, identically distributed)(i.i.d) 복소, 제로 평균, 단위 변수 엔트리들을 갖는 매트릭스이다.

$$H_{ij} = \text{Normal}(0, 1/\sqrt{2}) + j \sqrt{-1} \times \text{Normal}(0, 1/\sqrt{2}) \quad (3)$$

여기에서, $(H_{ij})^2$ 는 2자유도를 가지고 변하는 X^2 변수로서 X^2 으로 표시되지만, 정규화되어 $E(H_{ij})^2=1$ 이다.

상기 사항을 사용하여, 본 발명의 구조의 용량은 소위 긴 버스트의 관점에서 시작하여 한정될 수 있는데, "긴 버스트"는 매우 많은 수의 심볼을 포함하는 버스트를 뜻한다. 버스트의 지속기간은 충분히 작아서 채널이 버스트동안에 변하지 않는 것으로 가정된다.

또한, 채널의 특성은 송신기에게는 알려지지 않았으나, 수신기에 의해 학습(추적)될 수 있다고 가정된다. 또한, 그러한 특성은 한 버스트로부터 다음 버스트로 감에 따라서 상당히 변할 수 있다. "알려지지 않은"이라는 용어는 여기에서 버스트 동안의 H 의 실현이 알려지지 않았다는 것을 뜻하는 것으로 의도되었으나, 송신기는 값(n_t)을 아는 것으로 가정된다. 실제에서, 비록 송신기는 평균 SNR 값을 알지 못할 수도 있으나, ρ 의 값은 알려진 것으로 가정된다. 또한, ρ 의 알려진 값이 그 SNR을 위한 최소값으로 간주될 수 있는 송신기가 사

용자와 통신할 때마다 적어도 특정 평균 SNR이 이용가능하다고 가정된다.

중" 기술에서 알려졌듯이, 송신기는 H 매트릭스의 특정한 값이 알려지지 않았더라도 단일 코드를 사용할 수 있다. 그러한 상황에서, 시스템 용량은 본포가 통계적으로 독립적인 가우시안 $n_R \times n_T$ H 매트릭스(즉, 상기 레일레이 모델)의 조화로부터 도출되는 무작위 변수인 것으로 간주될 수 있다. H의 각각의 실현에 대해, 시스템은 특정 시스템 용량(X)이 충족될 수 없는 것을 뜻하는 OUT이거나, 시스템 용량이 충족될 수 있는 것을 뜻하는 NOT OUT이다. 또한, 비트레이트를 규정할 때에, 소위 아웃티지(outage)(무작위 H가 비트레이트를 지지하지 않는다)의 레벨도 고려되어야만 한다. 통상적으로, 아웃티지의 값은 원하는 비트레이트가 충족될 수 있도록 작은 값으로 즉 1% 내지 5%로 유지될 필요가 있다. 아웃티지의 값(확률)은 아래에 보여지듯이 MEA를 사용하여 상당히 개량될 수 있다.

또한 본 기술분야에 알려졌듯이, (n_T, n_R) 의 일반화된 경우를 위한 시스템 용량은 다음과 같이 표시될 수 있다.

$$C = \log_{\det} [I_n + (\rho/n_T) HH^*] \text{bps/Hz} \quad (4)$$

여기에서, det는 판별식을 뜻하고, I_n 는 $(n_R \times n_R)$ 아이덴티티 매트릭스이며, $*$ 는 공액 전치행렬(transpose conjugate)을 뜻한다.

상기의 관점에서, (n,n) (즉, $n_T=n_R=n$)의 경우에 대한 원하는 시스템 용량을 위한 하부 경계는 다음과 같이 표시될 수 있다.

$$C > \sum \log_2 [1 + (\rho/n) \times \chi^2_n] \text{bps/Hz} \quad (5)$$

방정식(5)의 우변은 비표준 표시를 사용하는데, 예로서, 항 χ^2_n 는 $2k$ 자유도를 갖는 카이-제곱 변수(chi-squared variate)를 나타내기 위해 사용된다. H의 엔트리는 제로 평균과 단위 변화량을 갖는 복합 가우시안이 기 때문에, 이 변수의 평균은 k 이다. 아래에서 알 수 있듯이, ρ 와 n 의 큰 값에 대해서, 경계는 어떤 "근적 의미에서 얻어진다. 아래에서 알 수 있듯이, 본 발명의 통신 시스템의 용량은 이 낮은 경계를 달성한다.

이제, 본 발명의 한 실시예가 송신기에 6개의 안테나와 수신기에 동일한 수의 안테나를 가진 시스템에 대해 기술될 것이다. 그러나, 이러한 수는 제한하는 것으로 간주되어서는 않되는데, 왜냐하면, 청구범위에 기재된 발명은 다음의 설명에서 알 수 있듯이 송신기 및 수신기에서 더 큰(또는 임의의) 수의 안테나를 가지고 실시될 수 있기 때문이다.

일반적인 경우에, 도 1의 송신기와 같은 본 발명의 원리에 따라서 실시되는 와이어레스 통신 시스템의 송신기는 n 개의 안테나를 포함할 수 있다. 구체적으로 말해서, 디멀티플렉서(20)는 데이터 소스(10)로부터 수신된 원래의 데이터 스트림을, 그들의 각각의 데이터 스트림을 독립적으로 엔코딩하고 변조할 수 있는 각각의 변조기/코더(30-1 내지 30-N)에 공급된 동일 레이트의 n 개의 데이터 스트림으로 디멀티플렉스 한다. 예로서, 제 1 데이터 스트림은 총 1 변조기/엔코더(30-1)에 공급되고, 제 2 데이터 스트림은 총 2 변조기/엔코더(30-2)에 공급되며, 그와 같은 식으로 계속된다. 그러한 각각의 스트림은 각각의 코더(30)에서 여러 가지 다른 방법중의 어느 한 방법으로 엔코딩 될 수 있다. 그러한 엔코딩은 본 발명의 청구범위와 관련이 없으므로 여기에서 논의되지 않을 것이다. 그러나, 설명을 완료하는 의미에서, 데이터 스트림은 예로서 블록 코드를 사용하여 엔코딩 될 수 있다. 각각의 스트림내의 데이터가 일단 엔코딩되고 변조되면, 교환자(40)에 보내어진다.

더욱 구체적으로 말해서, 교환자(40)는 코더(30i)중의 특정한 것으로부터 수신되는 데이터의 변조된 엔코딩된 스트림의 세그먼트를, 수신기(50)기에 송신하기 위해서 n 개의 안테나(45-1 내지 45-n) 중의 각각으로 순환시킨다. 즉, 변조기/엔코더(30i)(즉, 30-1)는 각각의 안테나(45i)와 연관된다. 따라서, 비트 스트림(즉, 변조기/엔

코더(30i)와 안테나(45i) 사이의 관련은 주기적으로 순환된다. 그러한 관련의 시간 길이는 τ 초이어서 전체 사이클은 τ 초의 n 배를 취한다. 이러한 방법으로, 변조기/엔코더(30-1)로부터의 출력 즉 경로(31-1)를 통해서 공급된 데이터 스트림은 제1 τ 초 동안에 안테나(40-1)를 사용하여 처음 송신되고, 제2 τ 초 동안에 경로(31-1)를 통해서 공급된 데이터 스트림은 안테나(40-2)를 사용하여 송신되며, 이런식으로 계속된다. 따라서, n 개의 코딩된 비트 스트림은 수신기(50)로의 모든 n 개의 전송 경로상에서 균형된 형태를 공유하며, 따라서, 각각의 비트 스트림중의 어느 것도 n 개의 경로중의 최악의 것에 계속적으로 위치되지는 않는다. 엔코딩된 전송은 안테나(55-1 내지 55- n) 각각에 의해 수신되고, 추가적 프로세싱을 위해서 수신기에 공급된다.

도 2의 수신기(50)는 안테나(55i)와 인터페이스하는 종래의 RF 수신기부(도시되지 않음)의 블록을 포함한다. 그것은 또한 프리프로세서(60), 디코더(65) 및 멀티플렉서(70)를 포함한다. 프리프로세서(60)는 n 개의 안테나(55-i)로부터 신호를 각각의 신호 벡터로서 수신하고, 벡터를 형성하는 신호 성분 사이의 간섭을 앞에서 검출된 심볼의 널링 및 감산을 사용하여 제거하기 위해 수신된 신호 벡터를 전처리하는데, 이것은 아래에서 상세히 논의될 것이다. 수신된 벡터는 안테나(55-1 내지 55- n)에 의해 수신된 n 개의 복합 성분을 갖는다. 디코더(65)는 n 개의 성분 데이터 서브스트림과, 따라서 코딩된 서브스트림을 나타내는 심볼을 검출하기 위해서 전처리된 신호를 더욱 처리한다. 다음에는 디코더(65)는 이미 검출된 신호로부터의 간섭이 수신된 신호 벡터로부터 감산될 수 있도록 메모리(61)내에 기억하기 위해서 심볼을 프리프로세서(60)로 공급한다. 멀티플렉서(70)는 소스(10)에 의해 출력된 원래의 데이터 스트림을 형성하기 위해 서브스트림을 멀티플렉스한다.

더욱 구체적으로 말해서, 송신기(25) 및 수신기(50)는 둘다 각각 6개의 안테나(45-1 내지 45-6 및 55-1 내지 55-6)를 갖는 것으로 가정한다. 또한, 수신기로 하여금 각각의 송신기와 관련된 전파 특성을 결정하도록 허용하는 트레이닝 단제가 이미 완료되었다고 가정한다. 이러한 전파 특성은 아래에서 상세히 설명되었듯이 $n \times n$ 복소 매트릭스 H 에 의해 표시된다. 이 트레이닝 단제(스타트업) 동안에, 알려진 신호가 각각의 안테나(45-1 내지 45-6)로부터 송신되고, 수신기에서의 H 매트릭스내의 엔트리들 위한 정확한 추정치를 제공하기 위해 수신기에서 프로세스된다.(송신기는 그러한 채널 특성을 알고 결정할 필요가 없다.)

상기와 같이, 수신된 벡터는 안테나(55-1 내지 55- n)에 의해 각각 수신된 n 개의 복소 성분을 갖는다. 즉, 수신 안테나(55-1)는 모든 n 개의 송신된 신호의 조합과 부가 잡음을 수신한다. 한편 안테나(55-2)는 다른 모든 n 개의 송신된 신호의 조합과 부가 잡음을 수신하고, 이런식으로 계속된다. 도 3은 τ 초의 각각의 구간동안에 수신된 여러개의 n 차원 복소 신호 벡터를 공간 및 시간내에 도시한다. 구체적으로 말해서, 각각의 수직 세그먼트(56-1 내지 56-6)(원형)의 각각의 도트는 τ 초의 구간동안의 시간의 각각의 세그먼트에 대한 복소 신호 벡터의 성분을 나타낸다. 따라서, 6개의 그러한 성분으로 구성된 다른 벡터는 $m \geq 1$ 일 때 각각의 세그먼트(57-1 내지 57- m)를 위한 안테나(55-1 내지 55-6)에 의해 수신된다.

일련의 τ 구간동안에 수신된 벡터의 연속을 전처리하기 위해서 사용된 시간 시퀀스가 도 4에 도시되었다. 특히, 8개의 τ 구간(사각형으로 도시됨)의 시퀀스가 도 4의 상부에 도시되었다. 그 시퀀스내의 각각의 사각형은 각각의 그러한 한 구간 동안에 수신된 모든 6차원 복소 벡터(즉, 도 3)를 나타낸다.

특정 τ 구간동안에 수신된 신호(벡터)의 합성은 도 4에 도시된 바와 같이 사각형의 칼럼을 형성하기 위해서 여섯 번 반복한다. 예로서, 제1 τ 구간 동안에 수신된 6차원 복소 벡터는 여섯 번 반복되고(사각형(4.1 내지 4.6)을 형성한다), 각각 송신 안테나(45-1 내지 45-6)(도 4에서 각각 1 내지 6으로 표시됨)와 관련된다.(도 4에 도시된 사각형의 스택은 수신된 신호의 전처리를 기술하기 위한 목적만을 위해 여기에 사용되었으며, 청구된 청구범위를 한정하는 것으로 이해되어서는 않된다는 것을 유의해야 한다.) 공간 요소 즉 송신기 안테나는 "공간" 좌표축을 따라서 도면부호 1 내지 6으로 도 4에서 도시된 사각형의 이러한 "벽"내의 각각의 사

각형과 관련된다. 사각형을 구획짓는 것은 결국 “공간-시간”을 구획짓는 것이다. 시간 τ 의 각각의 구간은 어떠한 수의 시간 단위에도 절칠 수 있으며, 상기와 같이 각각의 공간 요소는 각각의 송신기 요소(45i)와 관련된다.

도 4에 도시된 실선 화살표는 일련의 수신된 벡터가 전처리되는 순서를 도시하며, 점선 화살표는 하부 좌측 코너내의 사각형 즉 사각형 4.1로부터 시작하여 그러한 전처리의 순서를 도시한다. 그러한 전처리는 상향으로 블록 4.2로 향해 진행하고, 다음에는 대각선 방향으로 하향으로 사각형/블록 4.7로 진행한다. 나중의 사각형과 관련된 벡터가 전처리될 때, 프로세스는 블록 4.3으로 시작하여 다음 블록의 시퀀스를 전처리하기 위해서 도시된 방법으로 상향 이동하며, 다음에는 블록 4.8 및 4.9를 통해서 대각선 방향으로 하향 이동한다. 다음에는 프로세스는 일련의 연속되는 공간-시간 층(대각선)을 따라서 상향 이동하고, 얇은 화살표(실제로는 방향을 나타내는 선의 순서이다)로 도 4에 도시되었듯이 좌측으로부터 우측으로 이동한다.

사각형과 관련된 전처리 벡터의 목적은 상호 간섭하는 신호 성분의 결과로서 발생하는 간섭을 피하는 것이다. 그러한 간섭은 간섭을 널링하거나 감소하므로써 신호 벡터의 블록으로 부터 제거된다. 아래에서 기술되듯이, 대부분의 간섭이 그 사각형을 위해서 발생하는 전처리의 결과로서 감소되기 때문에, 대각선 층내의 더욱 높은 레벨/사각형에서 간섭이 덜 널아온다. 아래에서 논의되듯이, 널링 대신에, 신호대 잡음비(SNR)가 최대 화될 수 있는데, 여기에서 “잡음”이라는 용어는 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN)만이 아니고 아직 감소되지 않은 모든 간섭도 포함할 수 있다.(이하, 수신기) 안테나의 공간 평균을 나타내는 SNR을 뜻하기 위해서 ρ 를 취할 것이다. 또한, 모든 송신기 안테나에 대해 합산된 방사된 전력은 그러한 송신 안테나의 수와 무관하게 일정하게 유지된다는 것을 이해해야 한다.)

신호의 전처리가 도 5에 더욱 상세히 기술되는데, 전처리 단계는 관련된 대각선을 따라서 위에서 기술한 방법으로 진행하는데, 그 대각선중의 하나가 점선으로 도시되었다. 도 5에서, 문자 a,b,c,d,e 및 f는 각각 엔코딩된 정보의 스트림에 대응되며, 상기와 같이 각각의 송신기 안테나 요소 및 시간 구간과 관련된다. 간결성 및 단순성을 위해서, 다음의 논의는 점선 대각선으로 표시된 제 1 완전한 대각선 “a” 층에 집중하겠다. 경계층을 포함하여 다른 층 즉 엔코딩된 데이터의 완전한 버스트가 시작되거나 종료되며 6개보다 작은 사각형을 포함하는 그러한 층들은 유사하게 취급된다. 예로서, “b”로서 표시되고 처음 두 시간 구간동안에 발생하며 송신기 안테나(45-1 및 45-2)와 각각 관련된 2개의 사각형/블록은 “a” 사각형/블록의 대각선과 유사한 방법으로 전처리된다.

(“a” 층(도 5에서 도시된 점선)의 왼쪽 및 아래에 있는 층들은 수신기가 특정 채널과 관련된 특정 특성을 결정하기 위해서 사용하는 트레이닝 세션의 일부를 구성할 수 있다는 것에 유의해야 한다. 이러한 특성은 상기 H 매트릭스의 요소를 포함하며, 또한 예로서 반송파, 주파수, 최적 샘플링 시간 및 연속적으로 수신되는 심볼 사이의 지속기간을 포함할 수도 있다.)

구체적으로 말해서, 처음 완전한 “a” 층이 $a_{j\tau}(t)$ 로 표시될 수 있는 각각의 지속기간 τ 의 6개의 시간 구간에 걸친다는 것을 도 5로부터 알 수 있는데, 여기에서, $j=1,2,...,6$ 이며, 전체 천자는 시간 구간이 시작되는 때를 표시한다. 대각선 “a” 층 아래의 대각선 층과 관련된 엔코딩된 심볼은 전처리 및 디코딩 절차에 의해 성공적으로 검출되었다고 가정된다. 그러나, “a” 층 위에 있으며 “a” 층의 전처리에 영향을 주는 층과 관련되는 심볼은 아직 검출되어야 한다. 이러한 심볼은 아직 검출되지 않았고 따라서 감소될 수 없기 때문에, “a” 층에 대한 그들의 영향은 널아온 될 것이다. 널아온될 필요가 있는 간섭은 “a” 층과 관련된 6개의 시간 구간 각각에 대하여 다를 것이라는 것에 유의하여야 한다. 이것의 이유는 단순히 각각의 τ 구간에 다른 수의 검출되지 않은 사각형 층이 있다는 것이다.

τ 로부터 2τ 에 걸치는 시간 구간에 존재하는 "a" 층 아래에 있는 5개의 층은 이미 검출되었고 1 내지 5로 표시된 안테나로부터 송신된 신호 성분은 감산되었기 때문에, 간섭은 없다. 따라서, 처음 "a" 구간에 대해서, 사실상 6-중첩(six-fold) 수신 다이버시티가 있으며, 즉, 여기에서 6개의 잡음 간섭이 없는 신호 성분이 부가적 프로세싱을 위해서 최적으로 선형으로 결합된다. 2τ 로부터 3τ 까지의 다음 구간동안에, 송신기 안테나(45-5)와 관련된 "a" 층 신호로부터 நீ아웃될 필요가 있는 "간섭자"는 ; 하나만이 있는데, 즉, 송신기(45-6)와 관련된 "b" 층 신호이다. 다른 4개의 송신기 안테나(45-1 내지 45-4)와 관련된 성분은 감산되었다. 한 "간섭자"를 நீ아웃하는 프로세스는 수신된 벡터 신호를 특징짓는 차원수를 1만큼 감소시킨다. 유사하게, 2개의 그러한 간섭자를 நீ아웃하는 것은 수신된 벡터 신호를 특징짓는 차원수를 2만큼 감소시키고, 이와 같이 계속된다. 이 프로세스는 나머지 시간 구간과 관련된 블록 "a" 층의 세그먼트에 대하여 6τ 를 통해 반복된다. 다음 구간(6τ 내지 7τ)에 대해서, 송신기 안테나(45-2 내지 45-6)와 관련된 5개의 신호는 모두 간섭하며, 따라서, 송신기(45-1)와 관련된 "a" 층 신호로부터 நீ아웃되어야만 한다.

"a" 층을 전처리하는 것으로 부터 얻어지는 결과는 디코더(65)에 공급되며, 디코더는 수신된 심볼을 발생시키고, 따라서 그러한 심볼로 표시되는 데이터를 발생시킨다.

다음에는, 수신기(50)는 사각형("b" 층)의 다음(연속되는) 층을 전처리하고, 유사한 방법으로 결과를 멀티플렉서(70)(도 2)로 공급하며, 멀티플렉서는 검출된 서브스트림으로부터 원래의 데이터 스트림을 재구성한다.

앞의 프로세스는 도 6에 흐름도로 도시되었다. 송신기(100)로부터 송신된 신호의 수신에 응답하여 블록(600)에 들어가면, 프로세스는 블록(601)으로 진행하여 3개의 변수 λ , J 및 j 와 관련된 값을 초기화한다. 변수 λ 는 상기 층을 인덱스 하기 위해 사용되며, J 는 층 시작 어드레스를 인덱스하기 위해 사용되고, j 는 특정 층내의 사각형/블록의 시작 시간을 인덱스하기 위해 사용된다. 프로세스는 다음에는 단계(602)로 진행하여, 값 j 및 τ 에 의해 인덱스되는 사각형에 대응되는 수신된 벡터를 메모리로부터 언로딩하며, 여기에서 τ 는 상기와 같이 사각형의 지속시간이다. 프로세스는 단계(603)로 진행하여, 상기 방법으로 메모리로부터 언로딩한 벡터로부터 앞에서 검출된 심볼(있다면)로부터의 간섭을 감산한다. 프로세스(단계 604)는 수신되었으나 아직 검출되지 않은 심볼(즉 디코딩되지 않은 심볼)에 의해 부과된 간섭을 நீ아웃한다.(상기와 같이, 최대 신호대 잡음비 형태의 접근방법이 널링 대신에 사용될 수 있다는 것을 유의해야 한다. 또한 단계 603과 604의 순서는 역으로 될 수도 있다는 것에 유의해야 한다.)

프로세스(605)는 현재의 층의 프로세싱이 완료되었는지 결정한다. 예로서, 층이 6개의 사각형으로 구성되었다면, 프로세스는 6개의 사각형의 프로세싱이 완료되었는지, 즉 j 가 $J+5$ 와 같은지 알기 위해 J 의 값을 체크한다. 같지 않으면, 프로세스(610)는 다음 사각형을 프로세스하기 위해 j 의 값을 증가시키고, 단계(602)로 복귀한다. 같다면, 프로세스는 현재의 층내의 전처리된 신호의 디코딩을 시작한다.

또한, 프로세스(606)는 전처리될 필요가 있는 모든 층의 전처리가 완료되었는지를 체크한다. 즉, 프로세스는 전처리될 필요가 있는 마지막 층의 시작 시간을 표시하는 변수 "마지막"과 J 의 값을 비교한다. 같지 않으면, 프로세스(611)는 전처리될 필요가 있는 사각형의 다음 층을 가리키기 위해서 λ 를 증가시킨다. 프로세스(609)는 그 층내의 제 1 사각형(즉, 도 5의 "a" 사각형 5.1)의 시작 시간을 가리키기 위해 J 의 값을 설정한다. 프로세스는 또한 J 의 새로운 값에 의해 식별되는 층을 형성하는 사각형을 통해서 순환시키기 위해 j 의 값을 설정한다. 프로세스는 다음에는 그 층내의 제 1 사각형의 전처리를 시작하기 위해서 단계(602)로 복귀한다.

단계(607)로 표시된 프로세스는 전처리 단계로부터 수신된 전처리 층의 내용을 디코딩하고, 디코딩된 심볼을 전처리 기능에 의해 사용하기 위해서 메모리내에 기억한다. 디코딩된 결과는 또한 멀티플렉싱 프로세스(단

제 608)로 보내어지고, 그 프로세스는 상기 원래의 비트 스트림을 형성하기 위해서 여러개의 디코딩된 층으로부터 디코딩된 비트를 사용한다(단계 607는 전처리 기능과 병렬로 동작될 수 있다는 것에 유의해야 한다). 단계 606에서 수행된 비교가 참이라면, 이것은 마지막 층의 전처리가 완료되었음을 뜻하는데, 그러면, 전처리는 송신기(100)으로부터 신호의 다음 스트림의 수신시까지 정지된다.

상기 층식 구조가 취약한 것으로 보일 수도 있지만, 대단히 견실하다. 즉, 각 층의 성공적인 검출은 하부층의 성공적인 검출에 의존하고, 마지막 층을 제외한 어떠한 층의 실패도 후속 모든 층의 검출을 실패하게 하기 쉬운 것이다. 그러나, 다음의 정량적 논의는 특히 큰용량이 이용가능할 때에 취약성은 중대한 문제가 아니라는 것을 보여준다.

본 출원인은 상기한 바와 같이 또한 도 7로부터 알 수 있듯이 청구된 발명은 큰 용량을 갖기 때문에 이 용량의 일부가 버스트 데이터 통신 모듈을 사용하는 시스템내에 발생하는 에러의 매우 낮은 확률을 보장하기 위해서 사용될 수 있다. 따라서, 청구된 발명의 취약성은 문제가 되지 않는다. 특히, ERROR가 패킷(=긴 버스트)이 어떠한 이유에서든 적어도 한 에러를 포함하는 이벤트를 나타낸다고 하자.

ERROR 이벤트가 발생하면, 그것은 2개의 분해된 이벤트($ERROR = ERROR_{\text{burst}} \cup ERROR_{\text{err}}$)로 분해된다. 항($ERROR_{\text{burst}}$)은, 하부층으로부터의 간섭을 제거함으로써 수신기 프로세싱을 강화하기 위해서 소위 "제니(genie)"가 이용가능하더라도 채널 실현은 단순히 요구되는 비트 에러율(BER)을 지원하지 못한다는 것을 뜻한다. 항($ERROR_{\text{err}}$)은 나머지 ERROR 이벤트를 뜻한다. 원하는 시스템 아웃티지가 1%이고, 패킷 사이즈(패킷로드)가 10,000비트이면, BER은 10^{-7} 을 초과할 수 없다. 그러나, 낮은 BER은 본 발명(즉, 여분의 용량)에 의해 얻어지는 큰 송신 용량의 일부를 사용함으로써 달성될 수 있는데, 즉, 적어도 1차수 낮은 BER을 얻는다. $10^4 \times 10^{-8} = 10^{-4}$ 이므로, 10^4 패킷중의 약 1개의 패킷은 에러를 포함한다. 비트 에러의 수는 에러가 발생한 패킷내의 모든 비트를 호출하므로 팽창될 수 있다. 그러나, 그러한 과장은 해로운 것은 아닌데, 왜냐하면, 그러한 에러를 가진 패킷을 아웃티지와 관련짓는 것은 발생하는 $ERROR_{\text{burst}}$ 의 확률에 비하여 중대하지 않은 확률을 발생시키기 때문이다. 더욱이, 그러한 큰 용량은 에러가 발생할 때 시스템이 아웃티지인 것으로 간주될 수 있다는 결론을 제공하기 때문이다. 역으로, 아웃티지가 발생하지 않을 때 시스템은 에러가 없는 송신을 제공한다.

n -차원 신호의 1차원 코딩/디코딩을 사용하는 본 발명에 의해 달성되는 채널 용량은 상기 샤는 용량에 매우 근접한다는 사실이 이제 선형대수 및 확률 이론을 사용하여 입증될 것이다. 구체적으로 말해서, $1 \leq j \leq n$ 인 $H_{j,j}$ 가 좌측으로부터 우측으로 순서가 정해진 H 매트릭스의 n 칼럼을 나타내어서 $H = (H_{1,j}, H_{2,j}, \dots, H_{n,j})$ 이라고 하자.

$1 \leq k \leq n+1$ 인 각각의 k 에 대해서, $H_{k,(k)}$ 는 $k \leq j \leq n$ 를 만족시키는 칼럼 벡터 $H_{j,j}$ 에 의해 걸쳐지는 벡터 공간을 나타낸다. $k=n+1$ 일 때는 그러한 칼럼 벡터는 없기 때문에, 공간 $H_{(n+1),(n)}$ 는 단순히 널 공간이다. H 의 엔트리의 결합 밀도는 구형 대칭(복합) n^2 차원 가우시안이라는 것을 유의하여야 한다. 그러한 경우에, 확률이 1이라고 한다면, $H_{k,(k)}$ 는 $n-k+1$ 차원이다. 또한, 확률이 1이면, $H_{k,(k)}$ 에 수직인 $H_{j,(k)}$ 로 표시되는 벡터의 공간은 $k-1$ 차원이다. $j=1, 2, \dots, n$ 에 대해서, η_j 를 서브공간 $H^{\perp}_{k,(k)}$ 으로의 $H_{j,j}$ 의 투영이라고 정의하자. 다음에 설명하듯이, 확률이 1이면, 각각의 η_j 는 기본적으로 iid $N(0,1)$ 성분(η_j 은 단지 $H_{j,j}$ 이다)을 가진 복소 j -차원 벡터이다. η_j , n -차원 그러나 오소노널 베이스에서, η_j 를 엄밀히 말해서, 제 1 베이스 벡터는 $H^{\perp}_{k,(k)}$ 에 걸치고, 나머지는 $H^{\perp}_{(k+1),(k)}$ 에 걸친다. 따라서, η_j 의 제 1 j 성분은 iid 복소 가우시안이고, 나머지 성분은 모두 제로이다. 그러한 투영을 $\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n$ 의 순서로 두면, $n \times (n+1)/2$ 개의 비제로 성분은 모두 iid 표준 복소 가우시안이라는 것이 명백하다. 따라서, 제공된 길이의 순서 시퀀스는 각각 $2n, 2(n-1), \dots, 2$ 자유도를 가지는 통계적

으로 독립적인 카이(X)-제곱 변수이다. 여기에서 선택된 정규화에 의해서, η_j 의 제공된 질의의 평균은 j 이다.

도 5를 참조하면, "a" 층을 위한 6개의 시간 구간의 각각에서, 다른 수의 간섭자가 널아웃되어야만 한다는 것을 알 수 있다. 6개의 구간의 각각에 대해서, 대응 가설 시스템의 용량은 마치 부가 간섭 상황이 모든 시간에서 유지되는 것처럼 표현된다. 제 1시간 구간에 대응하여, 아래에 있는 5개의 층은 이미 검출되었고 1 내지 5로 표시된 안테나로부터 송신된 신호 성분으로부터의 간섭이 감소되었기 때문에, 간섭자는 없다. 따라서, 제 1시간 구간에 대해서 사실상 6-중첩 수신 다이버시티가 있다. 간섭이 항상 존재하지 않는다면, 용량은 $C = \log_2[1 + (\rho/6) \times \chi_{11}^2]$ bps/Hz일 것이다. 다음 구간동안에, 하나의 간섭자가 있는데, 왜냐하면, 다른 4개의 신호 즉 1 내지 4로 표시된 송신 안테나로부터의 신호는 감소되었기 때문이다. 그러한 레벨의 간섭이 지배적인 시스템에서, 용량은 $C = \log_2[1 + (\rho/6) \times \chi_{11}^2]$ bps/Hz일 것이다.

간섭을 널아웃 하는 프로세스는 카이-제곱 침자의 감소를 발생시킨다(χ_{11}^2 대신에 χ_{10}^2 를 준다). 이 프로세스는 마지막으로 6개의 구간에 도달할 때까지 반복된다. 여기에서, 다른 안테나로부터의 모든 5개의 신호는 간섭하고, 따라서 $C = \log_2[1 + (\rho/6) \times \chi_{10}^2]$ bps/Hz의 대응 용량을 얻기 위해 널아웃 되어야만 한다. 6개의 송신 요소에 의해 방사되는 신호는 각각 다른 H_k 를 곱하므로, 6개의 χ^2 변수는 상기한 이유로 서로 통계적으로 독립적이어야 한다. 각각의 상태에 대해서 동일한 양의 시간 τ 이 소비되는 6개의 상태 가운데에서 순환하는 시스템에 대해, 용량은 다음과 같을 것이다.

$$C = 1/6 \sum_{k=1}^6 \log_2[1 + (\rho/6) \times \chi_{1k}^2] \text{ bps/Hz}$$

만약에, 예로서, 시스템내에서 발생하는 χ_{1k}^2 ($k=1, 2, \dots, 6$)의 동일한 실현을 가진 병렬로 동작하는 6개의 시스템이 있다면, 용량은 앞에서의 6-중첩 합에 의해서 주어지는 것의 6배일 것이며, 다음식으로 표시될 것이다.

$$C = \sum_{k=1}^6 \log_2[1 + (\rho/6) \times \chi_{1k}^2] \text{ bps/Hz}$$

한 층내의 많은 수의 심볼의 한계내에서, 6개의 층의 각각은 "a" 층이기 때문에(도 5에 도시한 바와 같이), 상기 방정식은 6개의 송신 안테나 요소와 6개의 수신 안테나 요소(6, 6)를 가진 시스템에 대해서 층식 구조의 용량을 준다. 명백히, 많은 수의 심볼의 한계에서, (n, n) 시스템에 대한 용량은 다음식으로 주어진다.

$$C = \text{SUM} \langle \text{FROM} \rangle k=1 \text{ TO } \langle \text{NOF} \rangle / \text{SUM} \langle \log_2[1 + (\rho/n) \times \chi_{1k}^2] \text{ bps/Hz} \rangle$$

상기 도출의 결과는 도 7에 도시되는데, 각각의 사이트에서의 안테나 요소의 수에 대한 시스템 용량을 도시한다. 도 7에서, 굵은 선(즉, 7a, 7b, 7c, 7d, 7e)은 다른 신호대 잡음비에 대한 샤는 용량을 나타낸다. 바로 위의 식에 의해서 발생된 얇은 선(즉, 8a, 8b, 8c, 8d, 8e)은 본 발명의 공간-시간 구조를 사용하고 널링(최대 신호대 잡음비의 특성 대신에)을 사용하므로써 달성되는 용량을 도시한다. 상기 도면에서, "계산된" 용량은 높은 신호대 잡음비에서 샤는 용량에 근접하는 것을 알 수 있다. 예로서, 용량 선(8b, 7b) 사이의 비교는 평균 신호대 잡음비 18 dB와 $n=30$ 에 대한 것을 나타낸다. 본 발명은 135bps/Hz의 용량을 갖는 반면에, 샤는 한계는 141bps/Hz의 용량을 얻는다. 따라서, 상기 도면은 본 발명이 샤는 용량에 양호하게 근접한다는(1차원 코딩/디코딩 기술을 사용하여 얻는다) 사실을 보여준다. 최대 신호대 잡음비 변화를 사용하는(널링이 아니라) 구조는 더욱 양호한 결과를 달성하는 데, 이것은 특히 낮은 신호대 잡음비에서 사실이다.

상기 사항들은 단지 본 발명의 원리를 설명하는 것이다. 본 기술분야에 익숙한 자는 비록 명시적으로 도시되거나 기술되지 않았을지라도 본 발명의 정신 및 범위내에 있는 원리를 실시하는 여러 가지 장치를 발명할 수 있을 것이다. 예로서, 본 발명의 구조는 소위 "리키 피더(leaky feeder)" 응용에 쉽게 적용된다. 종래의 리키 피더 송신기 사이트와는 달리, 송신기 사이트는 상기와 같이 MEA일 것이다. 다른 것과 같이, 벡터의 전

처리 및 디코딩을 강화하기 위해서 병렬 처리가 사용될 수 있을 것이다. 3개의 병렬 프로세서를 사용하는 시스템은 대각선층 즉 대각선층 "a"를 3개의 서브층으로 분할하므로써 그러한 프로세싱을 3배만큼 더욱 강화할 수 있다. 3개의 병렬 프로세서는 서브층중의 각각을 처리하는 책임을 질 것이다. 그러한 프로세싱은 프로세싱만이 아니라 디코딩도 포함할 것이다. 다른 예로서, 상기한 바와 같이, 상기 널링은 신호대 잡음비(SNR)를 최적화하기 위한 공지된 기술을 사용하므로써 대치될 수 있는데, 여기에서 "잡음"은 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN)만이 아니고 처리되고 있는 수신된 신호 벡터로부터 아직 감산되지 않은 모든 간섭도 포함한다. SNR내의 "신호"라는 용어는 전처리의 특정 단계에서 원하는 안테나에 의해 송신된 신호를 뜻한다. SNR이 예로서 17dB와 같이 큰 경우, 널링이 양호하다는 것을 유의해야 한다. SNR이 예로서 3dB와 같이 작은 경우, SNR을 최대화 하는 것이 양호하다. 또한, 상기 구조는 양호하게 비트 서브스트림의 엔코딩에 효율적인 1-차원 코드를 사용한다. 효율적인 1-차원 코드는 예로서 사각형의 대각선층이 코딩된 블록에 대응되는 상기 층식 구조에 적합한 블록 코드일 수 있다. 대략적으로 보아서는 콘볼루셔널 코드가 층식 구조에 허용가능하지 않은 것으로 보일 수 있으나, 이 경우에는 그렇지 않다. 실제로, 콘볼루셔널 코드는 병렬 처리 구조에 적합하다. 또한, 병렬 처리와 콘볼루셔널 코드의 조합은 소위 결정 깊이 요구사항이 충족되는 한 인접 층을 동시에 디코딩하는데에 사용될 수 있다. 즉, 다른 병렬 프로세서의 검출 프로세스는 특정 디코딩에 필요한 간섭이 이미 검출되고 감산된 후에만 각각의 대각선층이 디코딩되도록 시간적으로 오프셋 되어야 한다.

콘볼루셔널 코딩을 사용한 결과로서 얻어진 한가지 이점은 AWGN의 변수의 주기적 변화가 효과적으로 처리될 수 있다는 것이다. 예로서, 서브-블럭당 5개의 심볼이 있고, 송신기는 6개의 안테나를 갖는다고 가정한다. 예로서 30개의 여러 연속한 시간 구간에 걸쳐서 서브-블럭을 송신하는데에 사용된 송신 안테나의 시퀀스가 666665555544444333332222211111이라고 가정한다. 대부분의 경우에, 안테나(6)로부터 송신된 심볼은 최소량의 간섭을 받으며, 따라서, 최소의 에러 보호를 필요로 하는 경향이 있다.

송신기 (5)로부터 송신된 심볼은 통상적으로 더 큰 양의 간섭(하나의 간섭)을 받으며, 따라서, 더 큰 보호를 필요로 하며, 이런식으로 계속된다. 따라서, 송신기(1)로부터 송신된 심볼은 통상적으로 가장 큰 양의 간섭(5개의 간섭)을 받으며, 따라서, 최대 에러 보호를 필요로 하는 경향이 있다. 용어 "경향이 있다"는 것은 잡음, 간섭 레벨 및 채널 실현이 모두 무작위 변수이기 때문에 사용되었다는 것을 유의해야 한다.

콘볼루셔널 코드를 디코딩함에 있어서, 심볼의 검출은 최소의 간섭을 받는 심볼("보호 심볼") 즉 송신기(6)에 의해 송신된 심볼과, 최대량의 간섭을 받는 심볼("보호된 심볼") 즉 송신기(1)에 의해 송신된 심볼을 쌍을 지으므로써 촉진될 수 있다. 예로서, 상기 송신기 시퀀스를 616161616152525252524343434343로 변경하므로써 개량될 수 있다. 이 시퀀스를 달성하는 엔코딩(디코딩)은 엔코딩(디코딩) 프로세스내의 직선적인(straight-forward) 변경(역변경)이다.

㉞ 특허청구의 범위

1. 디지털 와이어레스 수신기에 있어서, $n > 1$ 이며, 각각의 복합 신호는 n 개의 개별적 무작위로 중첩된 신호 성분이고, 시간 주기중의 한 시간 주기의 각각의 세그먼트동안에 모든 수신 안테나에 의해 수신된 신호 성분은 모두 집합적으로 하나의 신호 벡터를 형성하는데, 각각의 시간 주기 τ 에 걸쳐 일련의 복합 신호를 각각 수신하는 복수의 n 개의 안테나와, 상기 시간 주기에 걸쳐서 수신된 상기 신호 성분을 각각의 송신기 안테나 요소와 관련되는 공간 및 시간 관계로 형성하기 위한 수단과, 신호 벡터 그룹들은 각각의 시간 주기 및 상기 송신기 안테나 요소중의 각각과 관련되는데, 상기 신호 그룹이 전처리될 때 상기 동일한 시간 주기 τ 동안에 수신된 일련의 신호 벡터에 기여하는 디코딩되지 않은 성분을 날아뱃하므로써 공간-시간 대각선을 따라 각각

의 그룹내에 위치한 신호 벡터를 전처리하고, 상기 동일한 일련의 신호 벡터에 기여하는 디코딩된 성분을 감산하기 위한 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 와이어레스 수신기

2. 디지털 와이어레스 수신기에 있어서, $n > 1$ 이며, 각각의 복합 신호는 n 개의 개별적 무작위로 중첩된 신호 성분으로 구성되고, 시간 주기중의 한 시간 주기의 각각의 세그먼트동안에 모든 수신 안테나에 의해 수신된 신호 성분은 모두 집합적으로 하나의 신호 벡터를 형성하는데, 각각의 시간 주기 τ 에 걸쳐 일련의 복합 신호를 각각 수신하는 복수의 n 개의 안테나와, 상기 시간 주기에 걸쳐서 수신된 상기 신호 성분을 각각의 송신기 안테나 요소와 관련되는 공간 및 시간 관계로 형성하기 위한 수단과, 신호 벡터 그룹들은 각각의 시간 주기 및 상기 송신기 안테나 요소중의 각각과 관련되는데, 전처리되는 신호 벡터의 신호대 잡음비를 최대화하므로써 공간-시간 대각선을 따라 각각의 그룹내에 위치한 신호 벡터를 전처리하고, 상기 동일한 일련의 신호 벡터에 기여하는 디코딩된 성분을 감산하기 위한 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 와이어레스 수신기

3. 수신기 회로에 있어서, $n > 1$ 이고, 송신기는 n 개의 송신 안테나 요소를 갖는데, 송신기에 의해 송신된 신호를 각각의 n 차원 신호 벡터로서 수신하기 위한 복수의 안테나 요소와, 메모리와, 각각의 시간 구간동안에 수신되고 각각의 송신 안테나 요소와 관련되는 상기 n 차원 벡터중의 하나를 메모리로부터 언로딩하고, 상기 송신 안테나 요소중의 다른 하나의 안테나 및 상기 각각의 시간 구간과 관련된 n 차원 벡터의 전처리 결과로서 얻어진 검출되지 않은 심볼을 상기 언로딩된 n 차원 벡터로부터 감산하며, 아직 처리되지 않은 n 차원 벡터와 관련된 심볼을 상기 언로딩된 n 차원 벡터로부터 நீ아웃 시키도록 동작하는 전처리 회로를 포함하며, 상기 전처리 회로는 현재 처리되고 있는 n 차원 벡터를 포함하는 n 차원 벡터들의 중의 전처리가 완료되면 상기 전처리 결과를 출력하고, 상기 총내에 포함된 다음의 n 차원 벡터를 전처리하기 위해서 상기 메모리로부터 언로딩하기 위한 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 수신기 회로

4. 수신기 회로에 있어서, 송신기는 복수의 송신 안테나 요소를 갖는데, 송신기에 의해 송신된 신호를 각각의 신호 벡터로서 수신하기 위한 복수의 안테나 요소와, 신호 전처리 회로와, 디코더 회로를 포함하며, 상기 신호 전처리 회로는 상기 전처리 회로에 의해 처리된 앞에서 수신된 신호 벡터를 디코딩하므로써 얻어진 디코딩된 결과를 현재 처리되고 있는 신호 벡터로부터 감산하고, 현재 처리되고 있는 신호 벡터 뒤에 수신된 처리되지 않은 신호 벡터의 요소들을 현재 처리되고 있는 신호 벡터로부터 நீ아웃하기 위해, 상기 신호 벡터의 각각을 처리하기 위해 동작하며, 상기 디코더 회로는 상기 신호 벡터의 상기 전처리로부터 얻어진 결과를 디코딩하기 위해 동작하는 것을 특징으로 하는 수신기 회로

5. 제 4항에 있어서, 상기 각각의 신호 벡터내에는 n 차원 복소 신호 벡터가 있으며, n 은 상기 송신 안테나 요소의 수와 같은 것을 특징으로 하는 수신기 회로

6. 제 5항에 있어서, 상기 전처리 회로는 예정된 시간 구간동안 수신된 각각의 신호 벡터를 n 번 반복하고, 상기 송신 요소에 따른 시간 및 공간내에 상기 반복된 결과를 배열하고, 상기 송신 요소중의 각각의 요소와 관련되며 상기 시간 구간의 각각의 구간동안에 수신된 n 차원 신호 벡터와 관련된 반복된 결과의 대각선층을 전처리하기 위해 제공하기 위한 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 수신기 회로

7. 제 6항에 있어서, 상기 대각선층의 상기 전처리는 상기 대각선층을 따라 시간상 가장 이른 점동안에 수신된 n 차원 신호 벡터로 시작되고, 상기 대각선층을 따라 시간상 가장 늦은 점동안에 수신된 n 차원 신호 벡터의 전처리로 종료되는 것을 특징으로 하는 수신기 회로

8. 제 7항에 있어서, 상기 전처리는 현재 처리되고 있는 상기 대각선층을 따라 시간상 가장 늦은 점동안에 수신된 상기 n 차원 신호 벡터의 사이 전처리 뒤에 오는 다음 연속하는 대각선층으로 시작하는 것을 특징으로 하는 수신기 회로

9. 제 4항에 있어서, 상기 디코더 회로에 의해 출력된 신호를 멀티플렉싱하기 위한 멀티플렉서 회로를 무가
로 포함하는 것을 특징으로 하는 수신기 회로

10. 수신기 회로에 있어서, $n > 1$ 이고, 송신기는 n 개의 송신 안테나 요소를 갖는데, 송신기에 의해 송신된 신
호를 각각의 n 차원 신호 벡터로서 수신하기 위한 복수의 안테나 요소와, 신호 전처리 회로와, 디코더 회로를
포함하며, 상기 신호 전처리 회로는 상기 전처리 회로에 의해 처리된 앞에서 수신된 n 차원 신호 벡터를 디코
딩하므로써 얻어진 디코딩된 결과를 현재 처리되고 있는 n 차원 신호 벡터로부터 감산하기 위해 상기 n 차원
신호 벡터를 처리하고, 처리되고 있는 상기 n 차원 신호 벡터의 신호대 잡음비를 최대화하기 위해 동작하며,
상기 디코더 회로는 상기 전처리 회로에 의해 각각의 n 차원 신호 벡터를 전처리하므로써 얻어진 결과를 디코
딩하기 위해 동작하는 것을 특징으로 하는 수신기 회로

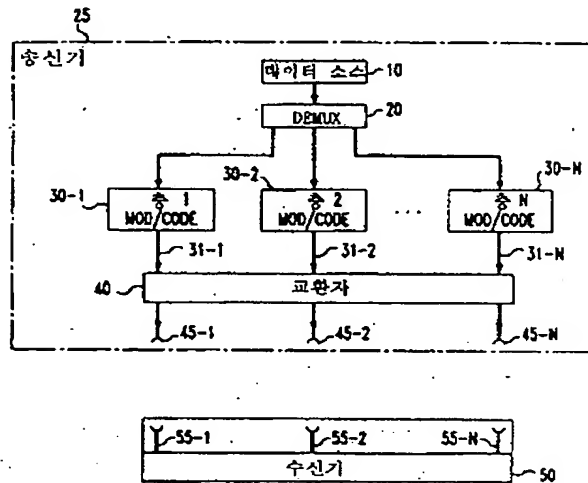
11. 송신기에 있어서, 복수의 안테나 요소와, 교환자와, 복수의 변조기/코더 회로와, 데이터 소스로부터 수신
된 데이터 스트림을 복수의 데이터의 서브스트림으로 멀티플렉싱하고, 상기 서브스트림을 각각의 상기 변조
기/코더 회로에 공급하기 위한 멀티플렉서를 포함하며, 상기 각각의 변조기/코더 회로는 상기 각각의 서브스
트림을 거쳐 수신한 데이터를 엔코딩하고, 상기 엔코딩된 데이터를 상기 교환자에 공급하며, 상기 교환자는
상기 관련된 변조기/코더 회로로부터 수신된 엔코딩된 데이터의 송신을 위해 상기 각각의 변조기/코더 회로
를 상기 복수의 안테나 요소의 각각과 연관시키는 것을 특징으로 하는 송신기

12. 제 11항에 있어서, 상기 연관 동작은 예정된 시간 동안에 이루어지는 것을 특징으로 하는 송신기

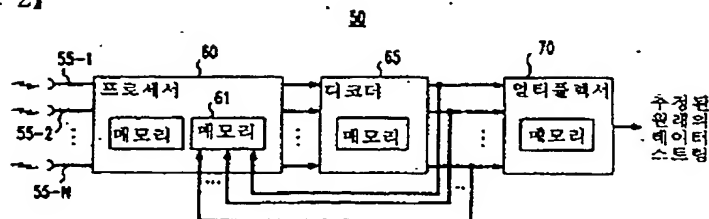
※ 참고사항 : 최초출원 내용에 의하여 공개하는 것임.

【도면】

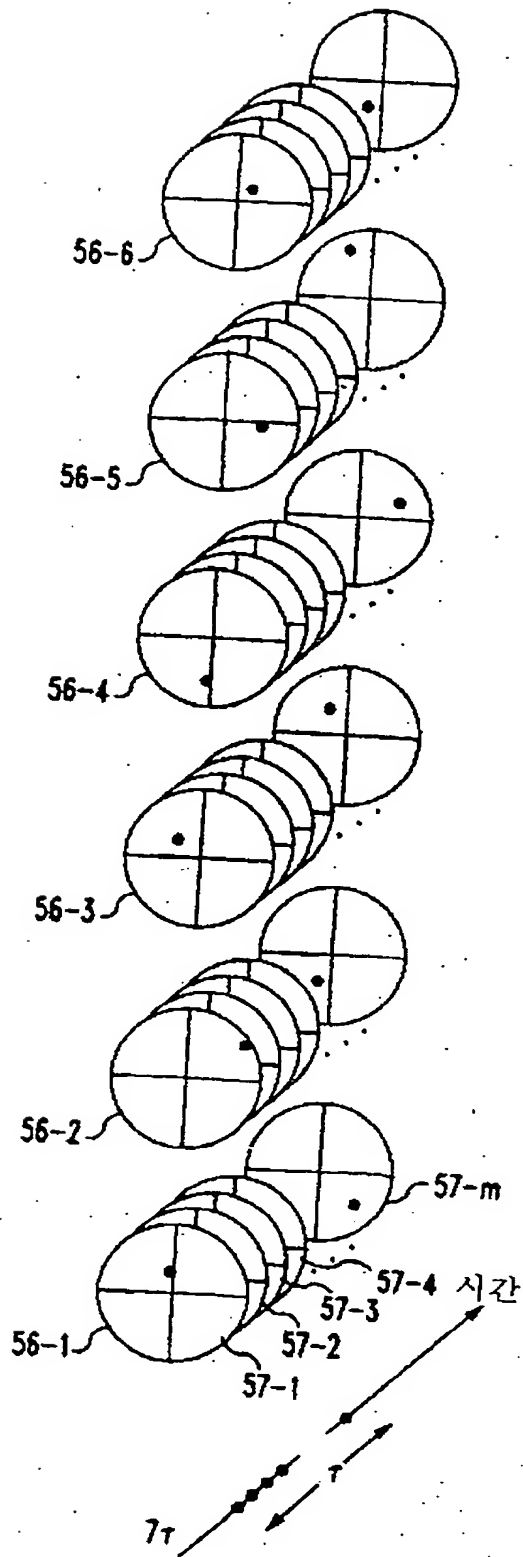
【도 1】



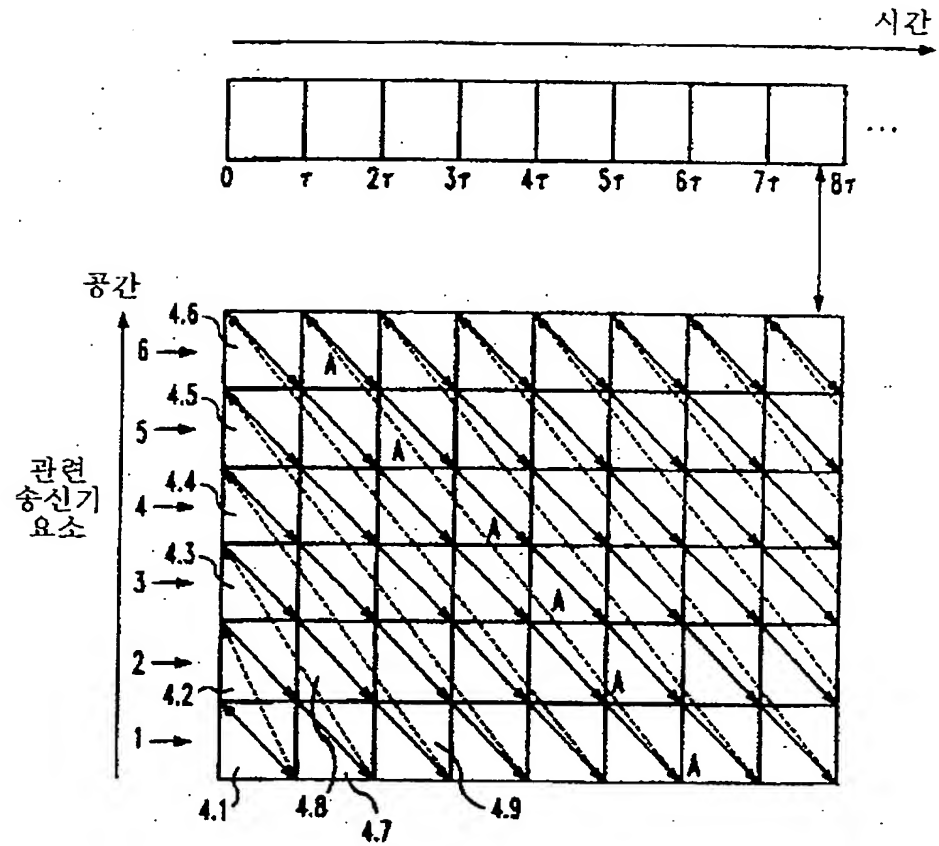
【도 2】



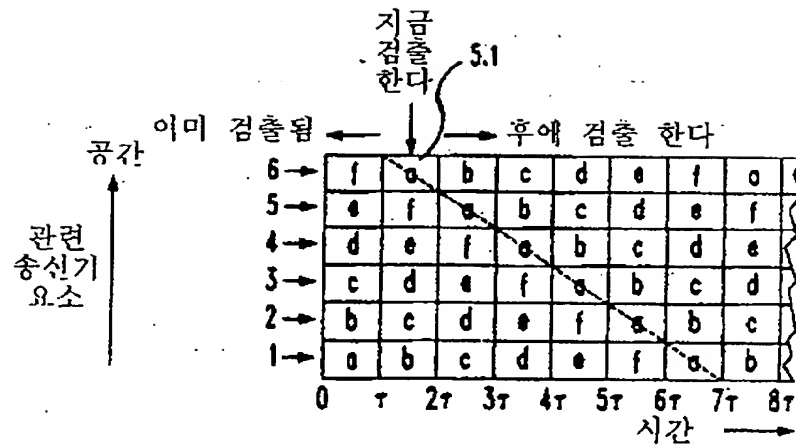
【도 3】



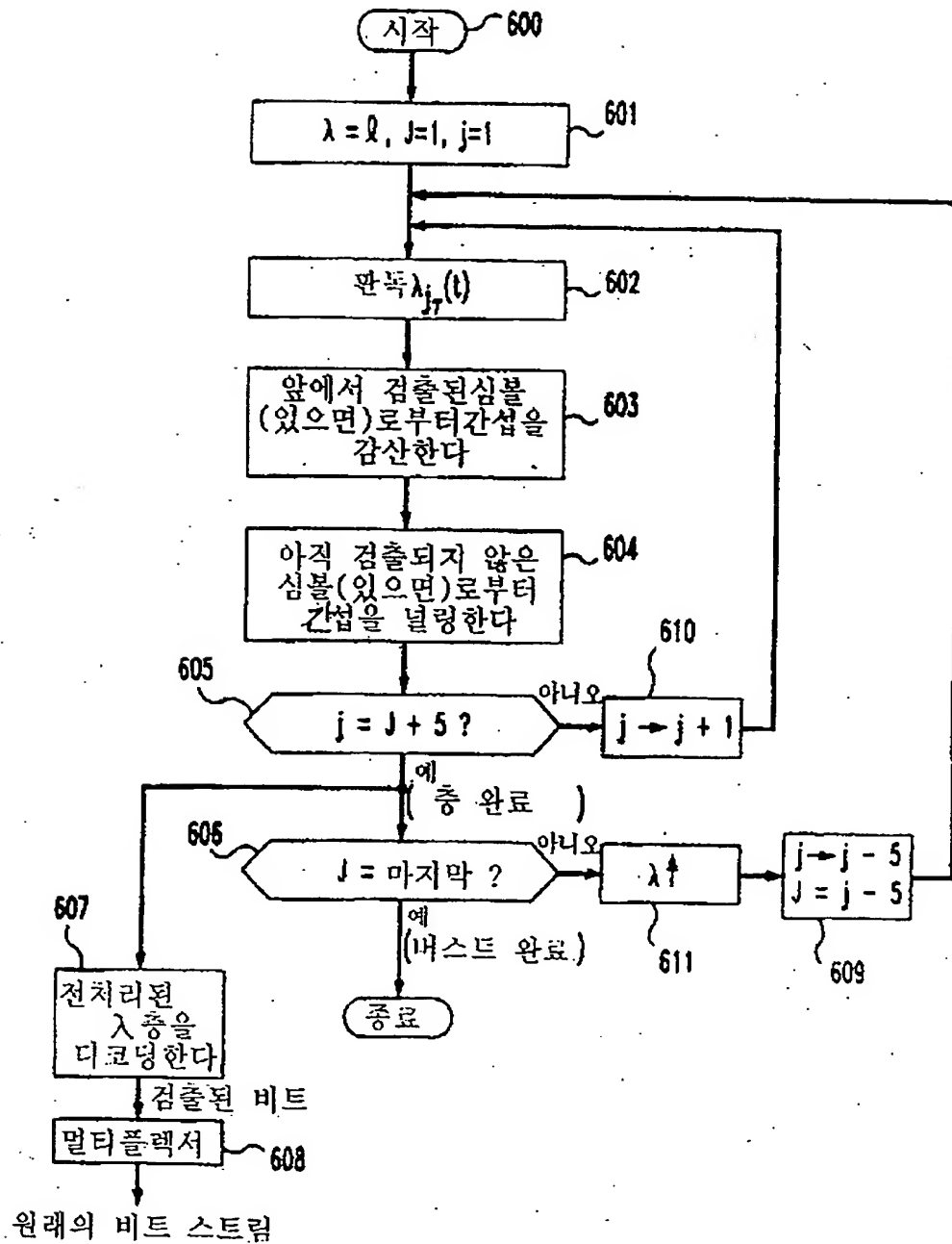
【도 4】



【도 5】



【도 6】



【도 7】

